

Shigeki NAGASE
F-8201
Jordan and Hamburg UP
212-986-2340

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日 2 0 0 3 年 4 月 2 日
Date of Application:

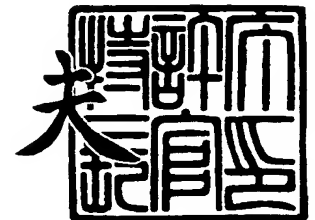
出 願 番 号 特 願 2 0 0 3 - 0 9 9 1 9 3
Application Number:
[ST. 10/C] : [J P 2 0 0 3 - 0 9 9 1 9 3]

出 願 人 光洋精工株式会社
Applicant(s):

2 0 0 4 年 3 月 5 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康 夫



出証番号 出証特 2 0 0 4 - 3 0 1 7 5 5 3



【書類名】 特許願

【整理番号】 105751

【提出日】 平成15年 4月 2日

【あて先】 特許庁長官 殿

【国際特許分類】 G01L 3/10

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府大阪市中央区南船場三丁目 5 番 8 号光洋精工株式会社
会社内

【氏名】 長瀬 茂樹

【特許出願人】

【識別番号】 000001247

【氏名又は名称】 光洋精工株式会社

【代表者】 ▲吉▼田 紘司

【代理人】

【識別番号】 100095429

【弁理士】

【氏名又は名称】 根本 進

【電話番号】 06(6949)0035

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 004916

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9810773

【プルーフの要否】 要



【書類名】 明細書

【発明の名称】 トルクセンサ

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 第 1 シャフトと、

前記第 1 シャフトに対して弾性的に相対回転可能な第 2 シャフトと、

前記第 1 シャフトの回転角変化に対応して位相が変化する第 1 交番信号を出力する第 1 交番信号出力手段と、

前記第 2 シャフトの回転角変化に対応して位相が変化する第 2 交番信号を出力する第 2 交番信号出力手段と、

前記第 1 交番信号と前記第 2 交番信号との間の位相差の変化に応じて波形が変化する位相差対応信号を出力する出力信号処理部とを備え、

前記第 1 交番信号出力手段は第 1 検出器と第 1 信号処理部を有し、

前記第 1 検出器は、 KE を係数、 ω を励磁信号の角周波数、 t を時間、 θ を第 1 シャフトの回転角として、 $\sin(\omega t)$ に比例する励磁信号の入力時に $KE \sin(\omega t) \sin \theta$ で表される第 1 正弦振幅信号と、 $KE \sin(\omega t) \cos \theta$ で表される第 1 余弦振幅信号を出力し、

前記第 1 信号処理部は、前記第 1 正弦振幅信号の出力端子と前記第 1 余弦振幅信号の出力端子とを接続する回路において互いに直列に接続される第 1 抵抗と第 1 コンデンサとを有すると共に、前記第 1 抵抗と前記第 1 コンデンサとの間が前記出力信号処理部に接続され、

前記第 1 抵抗の抵抗値と前記第 1 コンデンサの容量値は、前記第 1 抵抗と前記第 1 コンデンサとが前記第 1 正弦振幅信号と前記第 1 余弦振幅信号の中的一方に対してローパスフィルタとして機能すると共に他方に対してハイパスフィルタとして機能する際にカットオフ周波数が前記 ω になるように設定され、

前記第 2 交番信号出力手段は第 2 検出器と第 2 信号処理部を有し、

前記第 2 検出器は、 KE を係数、 ω を励磁信号の角周波数、 t を時間、 $\theta + \Delta \theta$ を第 2 シャフトの回転角として、 $\sin(\omega t)$ に比例する励磁信号の入力時に $KE \sin(\omega t) \sin(\theta + \Delta \theta)$ で表される第 2 正弦振幅信号と、 $KE \sin(\omega t) \cos(\theta + \Delta \theta)$ で表される第 2 余弦振幅信号を出力し、

前記第 2 信号処理部は、前記第 2 正弦振幅信号の出力端子と前記第 2 余弦振幅信号の出力端子とを接続する回路において互いに直列に接続される第 2 抵抗と第 2 コンデンサとを有すると共に、前記第 2 抵抗と前記第 2 コンデンサとの間が前記出力信号処理部に接続され、

前記第 2 抵抗の抵抗値と前記第 2 コンデンサの容量値は、前記第 2 抵抗と前記第 2 コンデンサとが前記第 2 正弦振幅信号と前記第 2 余弦振幅信号の中の一方向に対してローパスフィルタとして機能すると共に他方に対してハイパスフィルタとして機能する際にカットオフ周波数が前記 ω になるように設定され、

前記位相差対応信号から前記第 1、第 2 シャフトによる伝達トルクに対応する値が求められることを特徴とするトルクセンサ。

【請求項 2】前記第 1、第 2 シャフトによる伝達トルクが零の時に前記第 1 交番信号と第 2 交番信号との間の位相差が $\pi/2$ になるように、前記第 1 検出器と第 2 検出器は相対配置され、

前記出力信号処理部は、前記第 1 交番信号を第 1 ロジック信号に変換する第 1 ロジック信号変換回路と、前記第 2 交番信号を第 2 ロジック信号に変換する第 2 ロジック信号変換回路と、前記第 1 ロジック信号と前記第 2 ロジック信号の排他的論理和に対応する PWM 信号を前記位相差対応信号として出力する PWM 処理回路とを有する請求項 1 に記載のトルクセンサ。

【請求項 3】前記出力信号処理部は、前記第 1 交番信号を第 1 ロジック信号に変換する第 1 ロジック信号変換回路と、前記第 2 交番信号を第 2 ロジック信号に変換する第 2 ロジック信号変換回路と、前記第 1 ロジック信号の立ち上がり時点の検出回路と、前記第 2 ロジック信号の立ち下がり時点の検出回路と、前記第 1 ロジック信号の立ち上がり時点と前記第 2 ロジック信号の立ち下がり時点の中の一方向が立ち上がり時点に対応し他方が立ち下がり時点に対応する PWM 信号を前記位相差対応信号として出力する PWM 処理回路とを有する請求項 1 に記載のトルクセンサ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、例えば電動パワーステアリング装置において操舵トルクを検出するのに用いられるトルクセンサに関する。

【0002】

【従来の技術】

第1シャフトと、第1シャフトに対して弾性的に相対回転可能な第2シャフトと、第1シャフトの回転角を検出する第1レゾルバと、第2シャフトの回転角を検出する第2レゾルバとを備えるトルクセンサが知られている。その第1レゾルバによる第1シャフトの検出回転角と第2レゾルバによる第2シャフトの検出回転角との差から両シャフトによる伝達トルクが求められる。

【0003】

【特許文献1】

特開 2002-350181号公報

【0004】

【発明が解決しようとする課題】

レゾルバにより検出するシャフト回転角を θ 、 ω を励磁信号の角周波数、 t を時間、 KE を係数とした場合、レゾルバの回転子巻線に $\sin(\omega t)$ に比例する励磁信号を入力した時、2相の固定子巻線から $\sin \theta$ に比例する振幅を有する $KE \sin(\omega t) \sin \theta$ で表される信号と、 $\cos \theta$ に比例する振幅を有する $KE \sin(\omega t) \cos \theta$ で表される信号とが出力される。よって、 $\tan^{-1}(\sin \theta / \cos \theta)$ の演算をコンピュータにより行うことで回転角 θ を求めることができる。

【0005】

しかし、コンピュータによりレゾルバ等の検出器からの信号の出力値を直接に取り込む際の分解能には限界があるため、トルクセンサの分解能が制限され、また、分解能が高くなる程に信号処理のための負荷が大きくなる。さらに、その出力値は回転角 θ に対して非線形に変化するため、トルク検出精度の向上が阻害される。

本発明は上記課題を解決することのできるトルクセンサを提供することを目的とする。

【0006】

【課題を解決するための手段】

本発明のトルクセンサは、第1シャフトと、前記第1シャフトに対して弾性的に相対回転可能な第2シャフトと、前記第1シャフトの回転角変化に対応して位相が変化する第1交番信号を出力する第1交番信号出力手段と、前記第2シャフトの回転角変化に対応して位相が変化する第2交番信号を出力する第2交番信号出力手段と、前記第1交番信号と前記第2交番信号との間の位相差の変化に応じて波形が変化する位相差対応信号を出力する出力信号処理部とを備え、前記位相差対応信号から前記第1、第2シャフトによる伝達トルクに対応する値が求められる。

【0007】

これにより、第1交番信号の位相変化は第1シャフトの回転角変化に対応し、第2交番信号の位相変化は第2シャフトの回転角変化に対応するので、第1交番信号と第2交番信号との間の位相差は第1シャフトと第2シャフトの回転角差に対応する。位相差対応信号は、その回転角差の変化に応じて波形が変化するようになるので、第1、第2シャフトによる伝達トルクに対応する信号として用いることができる。すなわち、第1シャフトの回転角と第2シャフトの回転角とを個別に検出することなく、伝達トルクに対応する回転角差を直接的に求めることができる。よって、トルクを求めるために従来のようにコンピュータを用いて検出器からの信号の出力値を直接に取り込む必要がなく、信号処理のための負荷を低減でき、非線形な要素をなくすることができる。

【0008】

さらに、本発明のトルクセンサにおいては、前記第1交番信号出力手段は第1検出器と第1信号処理部を有し、前記第1検出器は、 KE を係数、 ω を励磁信号の角周波数、 t を時間、 θ を第1シャフトの回転角として、 $\sin(\omega t)$ に比例する励磁信号の入力時に $KE \sin(\omega t) \sin \theta$ で表される第1正弦振幅信号と、 $KE \sin(\omega t) \cos \theta$ で表される第1余弦振幅信号を出力し、前記第1信号処理部は、前記第1正弦振幅信号の出力端子と前記第1余弦振幅信号の出力端子とを接続する回路において互いに直列に接続される第1抵抗と第1コン

デンサとを有すると共に、前記第1抵抗と前記第1コンデンサとの間が前記出力信号処理部に接続され、前記第1抵抗の抵抗値と前記第1コンデンサの容量値は、前記第1抵抗と前記第1コンデンサとが前記第1正弦振幅信号と前記第1余弦振幅信号の中的一方に対してローパスフィルタとして機能すると共に他方に対してハイパスフィルタとして機能する際にカットオフ周波数が前記 ω になるように設定され、前記第2交番信号出力手段は第2検出器と第2信号処理部を有し、前記第2検出器は、 KE を係数、 ω を励磁信号の角周波数、 t を時間、 $\theta + \Delta\theta$ を第2シャフトの回転角として、 $\sin(\omega t)$ に比例する励磁信号の入力時に $KE \sin(\omega t) \sin(\theta + \Delta\theta)$ で表される第2正弦振幅信号と、 $KE \sin(\omega t) \cos(\theta + \Delta\theta)$ で表される第2余弦振幅信号を出力し、前記第2信号処理部は、前記第2正弦振幅信号の出力端子と前記第2余弦振幅信号の出力端子とを接続する回路において互いに直列に接続される第2抵抗と第2コンデンサとを有すると共に、前記第2抵抗と前記第2コンデンサとの間が前記出力信号処理部に接続され、前記第2抵抗の抵抗値と前記第2コンデンサの容量値は、前記第2抵抗と前記第2コンデンサとが前記第2正弦振幅信号と前記第2余弦振幅信号の中的一方に対してローパスフィルタとして機能すると共に他方に対してハイパスフィルタとして機能する際にカットオフ周波数が前記 ω になるように設定される。

【0009】

これにより、第1、第2検出器に $\sin(\omega t)$ に比例する励磁信号を入力することで、第1、第2シャフトの回転角の変化に対応して位相が変化する第1、第2交番信号を、レゾルバ等の検出器、抵抗、コンデンサという汎用部品を用いて出力することができる。

【0010】

しかも、第1、第2検出器の出力信号を第1、第2交番信号に変換する際に、抵抗とコンデンサをローパスフィルタおよびハイパスフィルタとして機能させることで、トルクの検出精度を向上することができる。

すなわち、第1、第2検出器の出力信号の第1、第2交番信号への変換は、その精度を問題としないのであれば本発明を採用しなくても可能である。例えば、 K

$E \sin(\omega t) \sin \theta$ で表される第1正弦振幅信号を位相シフト回路により $\pi/2$ 位相シフトすることで $KE \sin(\omega t + \pi/2) \sin \theta$ で表される信号に変換し、この変換された信号と $KE \sin(\omega t) \cos \theta$ で表される第1余弦振幅信号とを加算回路により加算すれば、 $KE \sin(\omega t + \theta)$ で表される第1交番信号になる。同様に、 $KE \sin(\omega t) \sin(\theta + \Delta \theta)$ で表される第2正弦振幅信号を位相シフト回路により $\pi/2$ 位相シフトすることで $KE \sin(\omega t + \pi/2) \sin(\theta + \Delta \theta)$ で表される信号に変換し、この変換された信号と $KE \sin(\omega t) \cos(\theta + \Delta \theta)$ で表される第2余弦振幅信号とを加算回路により加算すれば、 $KE \sin(\omega t + \theta + \Delta \theta)$ で表される第2交番信号になる。しかし、そのような位相シフト回路による位相シフト量には個体差によりバラツキがあるため、第1、第2正弦振幅信号を正確に $\pi/2$ 位相シフトすることができず、トルク検出精度が低下する。

これに対し本発明によれば、 $KE \sin(\omega t) \sin \theta$ で表される第1正弦振幅信号と $KE \sin(\omega t) \cos \theta$ で表される第1余弦振幅信号は、一方がローパスフィルタを通過し他方がハイパスフィルタを通過した後に、第1抵抗と第1コンデンサの間に接続された出力信号処理部に出力される際に重畳されて第1交番信号になる。その重畳前に、第1正弦振幅信号と第1余弦振幅信号の中の一つは、第1抵抗と第1コンデンサにより構成されるカットオフ周波数が ω のローパスフィルタを通過することになるので高周波成分が除去されて位相が $\pi/4$ だけ遅れ、ゲインが -3 dB の信号に変換され、また、第1正弦振幅信号と第1余弦振幅信号の中の一つは、第1抵抗と第1コンデンサにより構成されるカットオフ周波数が ω のハイパスフィルタを通過することになるので低周波成分が除去されて位相が $\pi/4$ だけ進み、ゲインが -3 dB の信号に変換される。よって、第1交番信号は、第1正弦振幅信号と第1余弦振幅信号とを相対的に位相を $\pi/2$ だけずらせて加算した $KE \sin(\omega t + \theta)$ で表される信号になる。同様に、第2交番信号は、第2正弦振幅信号と第2余弦振幅信号とを相対的に位相を $\pi/2$ だけずらせて加算した $KE \sin(\omega t + \theta + \Delta \theta)$ で表される信号になる。しかも、第1、第2抵抗の抵抗値と第1、第2コンデンサの容量値に個体差によるバラツキがあっても、その高周波成分を除去された信号と低周波成分を除去さ

れた信号とのカットオフ周波数 ω での互いの位相差は $\pi/2$ から変動しないので、トルク検出精度の低下を防止できる。

【0011】

本発明のトルクセンサにおいては、前記第1、第2シャフトによる伝達トルクが零の時に前記第1交番信号と第2交番信号との間の位相差が $\pi/2$ になるように、前記第1検出器と第2検出器は相対配置され、前記出力信号処理部は、前記第1交番信号を第1ロジック信号に変換する第1ロジック信号変換回路と、前記第2交番信号を第2ロジック信号に変換する第2ロジック信号変換回路と、その第1ロジック信号と第2ロジック信号の排他的論理和に対応するPWM信号を前記位相差対応信号として出力するPWM処理回路とを有するのが好ましい。

これにより、第1交番信号と第2交番信号との間の位相差の変化に応じてパルス幅が変化するPWM信号を位相差対応信号として出力することができる。また、そのPWM信号を、交番信号をロジック信号に変換する回路と、ロジック信号の排他的論理和に対応する信号を生成する回路という汎用部品を用いて出力することができる。

【0012】

本発明のトルクセンサにおいては、前記出力信号処理部は、前記第1交番信号を第1ロジック信号に変換する第1ロジック信号変換回路と、前記第2交番信号を第2ロジック信号に変換する第2ロジック信号変換回路と、その第1ロジック信号の立ち上がり時点の検出回路と、その第2ロジック信号の立ち下がり時点の検出回路と、その第1ロジック信号の立ち上がり時点と第2ロジック信号の立ち下がり時点の中の一つが立ち上がり時点に対応し他方が立ち下がり時点に対応するPWM信号を前記位相差対応信号として出力するPWM処理回路とを有するのが好ましい。

これにより、第1交番信号と第2交番信号との間の位相差の変化に応じてパルス幅が変化するPWM信号を位相差対応信号として出力することができる。また、そのPWM信号を、交番信号をロジック信号に変換する回路と、ロジック信号の立ち上がり時点と立ち下がり時点を検出する回路と、ロジック信号の立ち上がり時点と立ち下がり時点に応じた立ち上がり時点と立ち下がり時点を有する信号を

生成する例えばSRフリップフロップのような汎用部品を用いて出力することができる。

【0013】

【発明の実施の形態】

図1に示す本実施形態のトルクセンサ1は、電動パワーステアリング装置のステアリングシャフトにより伝達されるトルクを検出するために用いられ、そのステアリングシャフトを構成する筒状第1シャフト3と筒状第2シャフト4を有する。第1シャフト3に連結される図外ステアリングホイールの回転が、第2シャフト4に連結される図外ステアリングギヤを介して車輪に伝達されることで、車両の舵角が変化する。

【0014】

第1シャフト3と第2シャフト4にトーションバー（弾性部材）5が挿入されている。トーションバー5の一端は第1シャフト3に他端は第2シャフト4にそれぞれピンやセレーション等により連結され、これにより第1シャフト3と第2シャフト4は互いに対して同軸中心に弾性的に相対回転可能である。第1シャフト3はベアリング6を介してセンサハウジング7により支持され、第2シャフト4はセンサハウジング7に圧入された環状のレゾルバ押さえ9によりベアリング8を介して支持されている。センサハウジング7により第1レゾルバ（第1検出器）21と第2レゾルバ（第2検出器）22が覆われている。

【0015】

第1レゾルバ21は、第1シャフト3の外周に同行回転するように嵌め合わされる第1レゾルバロータ21aと、第1レゾルバロータ21aを覆う環状の第1レゾルバステータ21bを有する。本実施形態では第1レゾルバロータ21aに第1シャフト3が圧入されることで、第1レゾルバロータ21aと第1シャフト3は同行回転する。第2レゾルバ22は、第2シャフト4の外周に同行回転するように嵌め合わされる第2レゾルバロータ22aと、第2レゾルバロータ22aを覆う環状の第2レゾルバステータ22bとを有する。本実施形態では第2レゾルバロータ22aに第2シャフト4が圧入されることで、第2レゾルバロータ22aと第2シャフト4は同行回転する。第1レゾルバステータ21bと第2レゾル

バステータ 22b との間に筒状のスペーサ 23 が配置されている。

【0016】

第1レゾルバステータ 21b と第2レゾルバステータ 22b とスペーサ 23 は、センサハウジング 7 の内周に第1、第2シャフト 3、4 の径方向のクリアランスを介してシャフト軸方向から嵌め合わされる。両レゾルバステータ 21b、22b とスペーサ 23 は、レゾルバ押さえ 9 とセンサハウジング 7 の内周に形成された段差 7a との間に挟み込まれることでセンサハウジング 7 に固定されている。スペーサ 23 の内周から内方に延びる環状の磁気遮蔽部 24 が、磁気遮蔽材によりスペーサ 23 と一体的に成形されている。磁気遮蔽部 24 により第1レゾルバ 21 と第2レゾルバ 22 との間の磁気遮蔽がなされる。

【0017】

第1レゾルバ 21 は、第1レゾルバロータ 21a に設けられた捲線（図示省略）に励磁信号が入力されることで、第1レゾルバステータ 21b に設けられた2相の捲線（図示省略）から第1正弦振幅信号と第1余弦振幅信号を出力する。すなわち、励磁信号を $E \sin(\omega t)$ 、 θ を第1シャフト 3 の回転角とすると、第1正弦振幅信号は $\sin \theta$ に比例する振幅を有し、 $KE \sin(\omega t) \sin \theta$ で表される。図2の(1)は第1シャフト 3 が一定角速度で回転する時の θ の変化に対する $\sin \theta$ と $KE \sin(\omega t) \sin \theta$ の変化を示す。また、第1余弦振幅信号は $\cos \theta$ に比例する振幅を有し、 $KE \sin(\omega t) \cos \theta$ で表される。図2の(2)は第1シャフト 3 が一定角速度で回転する時の θ の変化に対する $\cos \theta$ と $KE \sin(\omega t) \cos \theta$ の変化を示す。なお、 E は信号振幅、 K は変圧率、 ω は励磁角周波数、 t は時間である。

【0018】

第2レゾルバ 22 は、第2レゾルバロータ 22a に設けられた捲線（図示省略）に励磁信号が入力されることで、第2レゾルバステータ 22b に設けられた2相の捲線（図示省略）から第2正弦振幅信号と第2余弦振幅信号を出力する。励磁信号を $E \sin(\omega t)$ 、 $\theta + \Delta \theta$ を第2シャフト 4 の回転角とすると、第2正弦振幅信号は $\sin(\theta + \Delta \theta)$ に比例する振幅を有し、 $KE \sin(\omega t) \sin(\theta + \Delta \theta)$ で表され、第2余弦振幅信号は $\cos(\theta + \Delta \theta)$ に比例する

振幅を有し、 $KE \sin(\omega t) \cos(\theta + \Delta\theta)$ で表される。

【0019】

両レゾルバ21、22の出力信号は信号ケーブル25を介して、センサハウジング7の外部に設けられる図3に示す制御装置20に入力される。制御装置20は第1信号処理部26と第2信号処理部27と出力信号処理部28を有する。

【0020】

第1信号処理部26は、第1レゾルバ21における第1正弦振幅信号の出力端子21'と第1余弦振幅信号の出力端子21''とを第1正弦振幅信号の入力インターフェース20aと第1余弦振幅信号の入力インターフェース20bを介して接続する回路において、互いに直列に接続される第1抵抗26aと第1コンデンサ26bを有する。第1抵抗26aと第1コンデンサ26bとの間が出力信号処理部28に接続される。これにより、第1抵抗26aと第1コンデンサ26bとが第1正弦振幅信号に対してローパスフィルタとして機能すると共に第1余弦振幅信号に対してハイパスフィルタとして機能する。また、第1抵抗26aの抵抗値と第1コンデンサ26bの容量値は、第1抵抗26aと第1コンデンサ26bとが第1正弦振幅信号に対してローパスフィルタとして機能すると共に第1余弦振幅信号に対してハイパスフィルタとして機能する際にカットオフ周波数が前記 ω になるように設定される。すなわち、図4の(1)はローパスフィルタに入力される第1正弦振幅信号に対する出力信号のゲイン特性を実線により示し、ハイパスフィルタに入力される第1余弦振幅信号に対する出力信号のゲイン特性を破線により示すボード線図であり、図4の(2)はローパスフィルタに入力される第1正弦振幅信号に対する出力信号の位相特性を実線により示し、ハイパスフィルタに入力される第1余弦振幅信号に対する出力信号の位相特性を破線により示すボード線図である。第1正弦振幅信号は、第1抵抗26aと第1コンデンサ26bにより構成されるカットオフ周波数が ω のローパスフィルタを通過することになるので高周波成分が除去されて位相が $\pi/4$ だけ遅れ、ゲインが-3dBの信号に変換される。また、第1余弦振幅信号は、第1抵抗26aと第1コンデンサ26bにより構成されるカットオフ周波数が ω のハイパスフィルタを通過することになるので低周波成分が除去されて位相が $\pi/4$ だけ進み、ゲインが-3dB

の信号に変換される。よって、第1交番信号は、第1正弦振幅信号と第1余弦振幅信号とを相対的に位相を $\pi/2$ だけずらせて加算した $KE \sin(\omega t + \theta)$ で表される信号になる。すなわち、第1レゾルバ21と第1信号処理部26は、第1シャフト3の回転角 θ の変化に対応して位相が変化する第1交番信号を出力する第1交番信号出力手段を構成する。この際、第1抵抗26aの抵抗値と第1コンデンサ26bの容量値に個体差によるバラツキがあっても、その高周波成分を除去された信号と低周波成分を除去された信号とのカットオフ周波数 ω での互いの位相差は $\pi/2$ から変動しない。

【0021】

第2信号処理部27は、第2レゾルバ22における第2正弦振幅信号の出力端子22'と第2余弦振幅信号の出力端子22''とを第2正弦振幅信号の入力インターフェース20cと第2余弦振幅信号の入力インターフェース20dを介して接続する回路において、互いに直列に接続される第2抵抗27aと第2コンデンサ27bを有する。第2抵抗27aと第2コンデンサ27bとの間が出力信号処理部28に接続される。これにより、第2抵抗27aと第2コンデンサ27bとが第2正弦振幅信号に対してローパスフィルタとして機能すると共に第2余弦振幅信号に対してハイパスフィルタとして機能する。また、第2抵抗27aの抵抗値と第2コンデンサ27bの容量値は、第2抵抗27aと第2コンデンサ27bとが第2正弦振幅信号に対してローパスフィルタとして機能すると共に第2余弦振幅信号に対してハイパスフィルタとして機能する際にカットオフ周波数が前記 ω になるように設定される。すなわち、第2正弦振幅信号は、第2抵抗27aと第2コンデンサ27bにより構成されるカットオフ周波数が ω のローパスフィルタを通過することになるので高周波成分が除去されて位相が $\pi/4$ だけ遅れ、ゲインが-3dBの信号に変換される。また、第2余弦振幅信号は、第2抵抗27aと第2コンデンサ27bにより構成されるカットオフ周波数が ω のハイパスフィルタを通過することになるので低周波成分が除去されて位相が $\pi/4$ だけ進み、ゲインが-3dBの信号に変換される。よって、第2交番信号は、第2正弦振幅信号と第2余弦振幅信号とを相対的に位相を $\pi/2$ だけずらせて加算した $KE \sin(\omega t + \theta + \Delta\theta)$ で表される信号になる。すなわち、第2レゾルバ22と

第2信号処理部27は、第2シャフト4の回転角 $\theta + \Delta\theta$ の変化に対応して位相が変化する第2交番信号を出力する第2交番信号出力手段を構成する。この際、第2抵抗27aの抵抗値と第2コンデンサ27bの容量値に個体差によるバラツキがあっても、その高周波成分を除去された信号と低周波成分を除去された信号とのカットオフ周波数 ω での互いの位相差は $\pi/2$ から変動しない。

【0022】

第1、第2シャフト3、4による伝達トルクが零の時に上記第1交番信号と第2交番信号との間の位相差が $\pi/2$ になるように、第1レゾルバ21と第2レゾルバ22は相対配置されている。

【0023】

出力信号処理部28は、第1ロジック信号変換回路28aと、第2ロジック信号変換回路28bと、PWM処理回路28cを有する。

【0024】

第1ロジック信号変換回路28aは上記第1交番信号を第1ロジック信号に変換する。第1ロジック信号は第1交番信号と周波数が等しいHとLの2値の方形波で表される。第2ロジック信号変換回路28bは上記第2交番信号を第2ロジック信号に変換する。第2ロジック信号は第2交番信号と周波数が等しいHとLの2値の方形波で表される。第1交番信号と第2交番信号の位相差は第1ロジック信号と第2ロジック信号の位相差に等しくされる。

【0025】

PWM処理回路28cは、その第1ロジック信号と第2ロジック信号の排他的論理和（EXOR）に対応するPWM信号を出力する。本実施形態では、そのPWM信号から求められるPWMデューティが第1、第2シャフト3、4による伝達トルクに対応する値として用いられる。すなわち、図5（1）は伝達トルクが零の場合における第1ロジック信号S1と第2ロジック信号S2とPWM処理回路28cから出力されるPWM信号S3を示す。この場合、第1ロジック信号S1と第2ロジック信号S2の位相差は $\pi/2$ となり、PWMデューティは50%になる。図5（2）は第1、第2シャフト3、4により一方向のトルクが伝達される場合における第1ロジック信号S1と第2ロジック信号S2とPWM信号S3

を示す。この場合は第1ロジック信号S1と第2ロジック信号S2の位相差は $\pi/2 + \Delta\theta$ ($\Delta\theta > 0$) となり、伝達トルクが大きい程にPWMデューティが50%よりも大きくなる。図5(3)は第1、第2シャフト3、4により他方向のトルクが伝達される場合における第1ロジック信号S1と第2ロジック信号S2とPWM信号S3を示す。この場合は第1ロジック信号S1と第2ロジック信号S2の位相差は $\pi/2 + \Delta\theta$ ($\Delta\theta < 0$) となり、伝達トルクが大きい程にPWMデューティが50%よりも小さくなる。

【0026】

第1交番信号の位相変化は第1シャフト3の回転角変化に対応し、第2交番信号の位相変化は第2シャフト4の回転角変化に対応するので、第1交番信号と第2交番信号との間の位相差は、第1シャフト3と第2シャフト4の回転角差に対応する伝達トルクに対応する。その第1交番信号と第2交番信号の位相差は第1ロジック信号S1と第2ロジック信号S2の位相差に等しいことから、第1ロジック信号S1と第2ロジック信号S2の排他的論理和に対応するPWM信号S3は、第1交番信号と第2交番信号との間の位相差の変化に応じてパルス幅が変化することで波形が変化する位相差対応信号になる。そのPWM信号S3が第1、第2シャフト3、4による伝達トルクに対応する信号として用いられる。本実施形態では、第1、第2シャフト3、4の伝達トルクに応じた操舵補助力を、予め定められて記憶したPWMデューティと操舵補助力との関係から演算し、その演算した操舵補助力を発生するように操舵補助力発生用電動アクチュエータ（図示省略）を制御する。その操舵補助力発生用電動アクチュエータは公知のものをを用いることができ、例えば、電動モータにより発生する操舵補助力を減速ギヤ機構を介してステアリングシャフトに伝達するものをを用いることができる。

【0027】

上記実施形態のトルクセンサ1によれば、第1シャフト3の回転角と第2シャフト4の回転角とを個別に検出することなく、伝達トルクに対応する回転角差を直接的に求めることができる。よって、トルクを求めるために第1、第2レゾルバ21、22からの信号の出力値を直接に取り込む必要がなく、信号処理のための負荷を低減でき、非線形な要素をなくすることができる。第1、第2レゾルバ21

、22に $\sin(\omega t)$ に比例する励磁信号を入力することで、第1、第2シャフト3、4の回転角の変化に対応して位相が変化する第1、第2交番信号を、レゾルバ21、22、抵抗26a、27a、コンデンサ26b、27bという汎用部品を用いて出力することができる。また、第1、第2抵抗26a、27aの抵抗値と第1、第2コンデンサ26b、27bの容量値に個体差によるバラツキがあっても、それら抵抗26a、27aとコンデンサ26b、27bがローパスフィルタおよびハイパスフィルタとして機能することで高周波成分を除去された信号と低周波成分を除去された信号とのカットオフ周波数 ω での互いの位相差は $\pi/2$ から変動しないので、トルク検出精度の低下を防止できる。さらに、第1交番信号と第2交番信号との間の位相差の変化に応じてパルス幅が変化するPWM信号を、交番信号をロジック信号に変換するロジック信号変換回路28a、28bと、ロジック信号の排他的論理和に対応する信号を生成するPWM処理回路28cという汎用部品を用いて出力することができる。

【0028】

図6、図7の(1)、(2)、(3)は制御装置20の変形例を示す。上記実施形態との相違は、第1、第2シャフト3、4による伝達トルクが零の時に上記第1交番信号と第2交番信号との間の位相差が零になるように第1レゾルバ21と第2レゾルバ22は相対配置されている。出力信号処理部28'は、第1ロジック信号変換回路28aから出力される第1ロジック信号の立ち上がり時点検出回路28dと、第2ロジック信号変換回路28bから出力される第2ロジック信号の立ち下がり時点検出回路28eを有する。PWM処理回路28c'として、第1ロジック信号と第2ロジック信号の排他的論理和に対応するPWM信号を出力する回路に代えて、SR(セットリセット)フリップフロップを有する。第1ロジック信号の立ち上がり時点の検出信号はPWM処理回路28c'を構成するフリップフロップのS端子に入力され、第2ロジック信号の立ち下がり時点の検出信号はそのR端子に入力される。これにより、PWM処理回路28c'からPWM信号が出力される。そのPWM信号のPWMデューティが第1、第2シャフト3、4による伝達トルクに対応する。

【0029】

すなわち、図 7 (1) は伝達トルクが零の場合における第 1 ロジック信号 S 1 と第 2 ロジック信号 S 2 と PWM 処理回路 28 c' から出力される PWM 信号 S 3 と立ち上がり時点検出信号 S 4 と立ち下がり時点検出信号 S 5 を示す。この場合は $\Delta \theta = 0$ で、第 1 ロジック信号と第 2 ロジック信号の位相差は零となり、第 1 ロジック信号の立ち上がり時点から第 2 ロジック信号の立ち下がり時点までの時間 t_1 は、第 2 ロジック信号の立ち下がり時点から第 1 ロジック信号の立ち上がり時点までの時間 t_2 に等しいので、PWM デューティは 50 % になる。図 7 (2) は第 1、第 2 シャフト 3、4 により一方向のトルクが伝達される場合における第 1 ロジック信号 S 1 と第 2 ロジック信号 S 2 と PWM 信号 S 3 を示す。この場合は第 1 ロジック信号と第 2 ロジック信号の位相差は $\Delta \theta (> 0)$ となり、第 1 ロジック信号の立ち上がり時点から第 2 ロジック信号の立ち下がり時点までの時間 t_1 は、第 2 ロジック信号の立ち下がり時点から第 1 ロジック信号の立ち上がり時点までの時間 t_2 よりも長いので、伝達トルクが大きい程に PWM デューティが 50 % から大きくなる。図 7 (3) は第 1、第 2 シャフト 3、4 により他方向のトルクが伝達される場合における第 1 ロジック信号 S 1 と第 2 ロジック信号 S 2 と PWM 信号 S 3 を示す。この場合は第 1 ロジック信号と第 2 ロジック信号の位相差は $\Delta \theta (< 0)$ となり、第 1 ロジック信号の立ち上がり時点から第 2 ロジック信号の立ち下がり時点までの時間 t_1 は、第 2 ロジック信号の立ち下がり時点から第 1 ロジック信号の立ち上がり時点までの時間 t_2 よりも短いので、伝達トルクが大きい程に PWM デューティが 50 % から小さくなる。これにより、第 1 交番信号と第 2 交番信号との間の位相差の変化に応じてパルス幅が変化する PWM 信号を、交番信号をロジック信号に変換するロジック信号変換回路 28 a、28 b と、ロジック信号の立ち上がり時点と立ち下がり時点を検出する回路 28 d、28 e と、ロジック信号の立ち上がり時点と立ち下がり時点に応じた立ち上がり時点と立ち下がり時点を有する信号を生成する SR フリップフロップのような汎用部品を用いて出力することができる。他は上記実施形態と同様で同一部分は同一符号で示す。なお、PWM 処理回路 28 c' を構成する SR フリップフロップの S 端子に第 2 ロジック信号の立ち下がり時点の検出信号が入力され、R 端子に第 1 ロジック信号の立ち上がり時点の検出信号が入力されてもよい。こ

れにより PWM 処理回路 28c' は、第 1 ロジック信号の立ち上がり時点と第 2 ロジック信号の立ち下がり時点の中の一方が立ち上がり時点に対応し他方が立ち下がり時点に対応する PWM 信号を上記位相差対応信号として出力する。

【0030】

本発明は上記実施形態や変形例に限定されない。

例えば、第 1 抵抗 26a と第 1 コンデンサ 26b とが第 1 余弦振幅信号に対してローパスフィルタとして機能すると共に第 1 正弦振幅信号に対してハイパスフィルタとして機能するように、上記実施形態や変形例とは配置が互いに逆になってよい。また、第 2 抵抗 27a と第 2 コンデンサ 27b とが第 2 余弦振幅信号に対してローパスフィルタとして機能すると共に第 2 正弦振幅信号に対してハイパスフィルタとして機能するように、上記実施形態や変形例とは配置が互いに逆になってよい。さらに、上記実施形態や変形例では出力信号処理部 28、28' から出力される PWM 信号の PWM デューティを伝達トルクに対応する値として用いているが、PWM 信号の時間積分値を伝達トルクに対応する値として用いてもよい。

【0031】

【発明の効果】

本発明によれば、分解能の高い高精度のトルクセンサを低コストで提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明の実施形態のトルクセンサの断面図

【図 2】 本発明の実施形態のトルクセンサにおける (1) は第 1 正弦振幅信号を示す図、(2) は第 1 余弦振幅信号を示す図

【図 3】 本発明の実施形態のトルクセンサにおける信号処理部の構成を示す図

【図 4】 本発明の実施形態における第 1 正弦振幅信号と第 1 余弦振幅信号がローパスフィルタとハイパスフィルタに夫々入力された場合の出力信号の (1) はゲイン特性を示すボード線図、(2) は位相特性を示すボード線図

【図 5】 本発明の実施形態のトルクセンサにおける (1) は伝達トルクが零の場合における第 1 ロジック信号と第 2 ロジック信号と PWM 信号を示す図、(2)

は一方方向にトルクが伝達される場合における第1ロジック信号と第2ロジック信号とPWM信号を示す図、(3)は他方向にトルクが伝達される場合における第1ロジック信号と第2ロジック信号とPWM信号を示す図

【図6】本発明の変形例のトルクセンサにおける信号処理部の構成を示す図

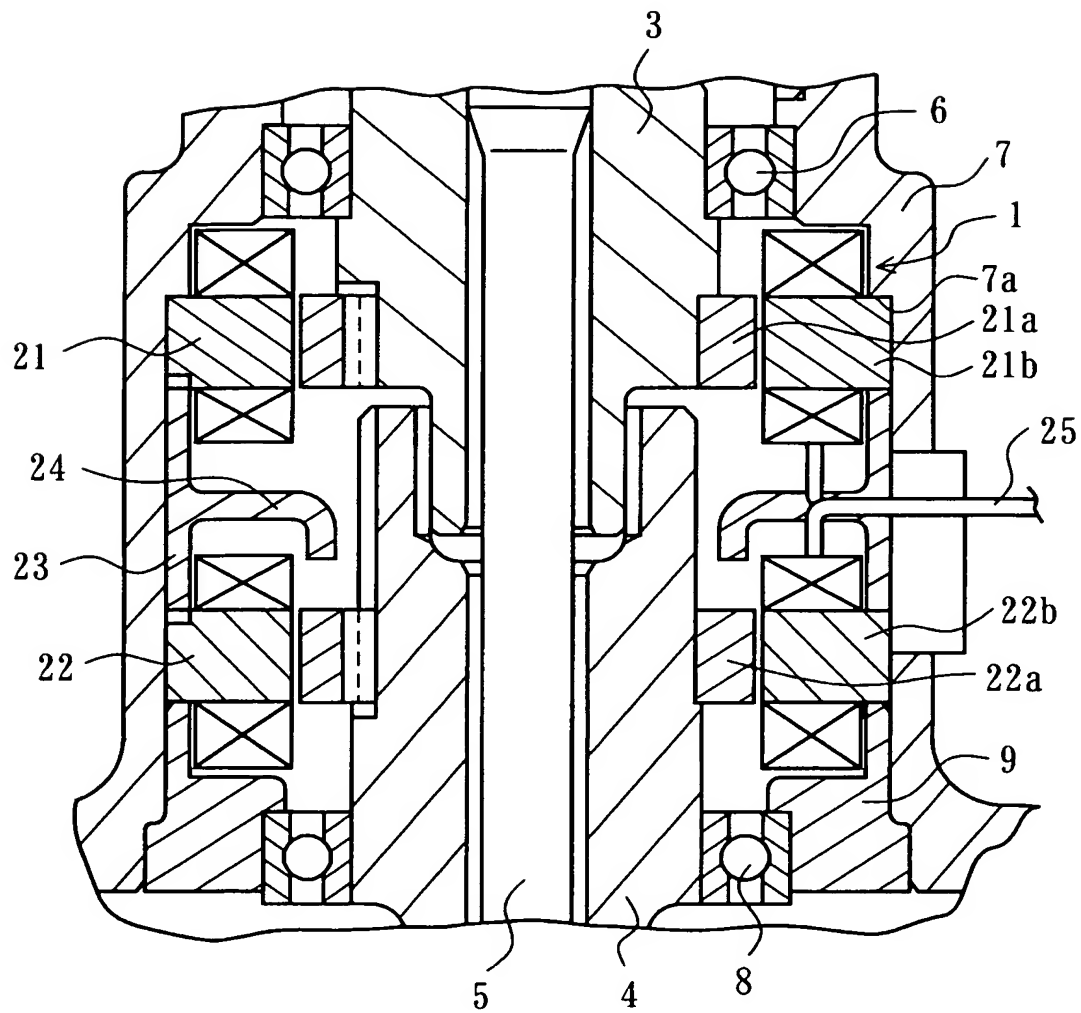
【図7】本発明の変形例のトルクセンサにおける(1)は伝達トルクが零の場合における第1ロジック信号と第2ロジック信号とPWM信号と立ち上がり時点検出信号と立ち下がり時点検出信号を示す図、(2)は一方方向にトルクが伝達される場合における第1ロジック信号と第2ロジック信号とPWM信号を示す図、(3)は他方向にトルクが伝達される場合における第1ロジック信号と第2ロジック信号とPWM信号を示す図

【符号の説明】

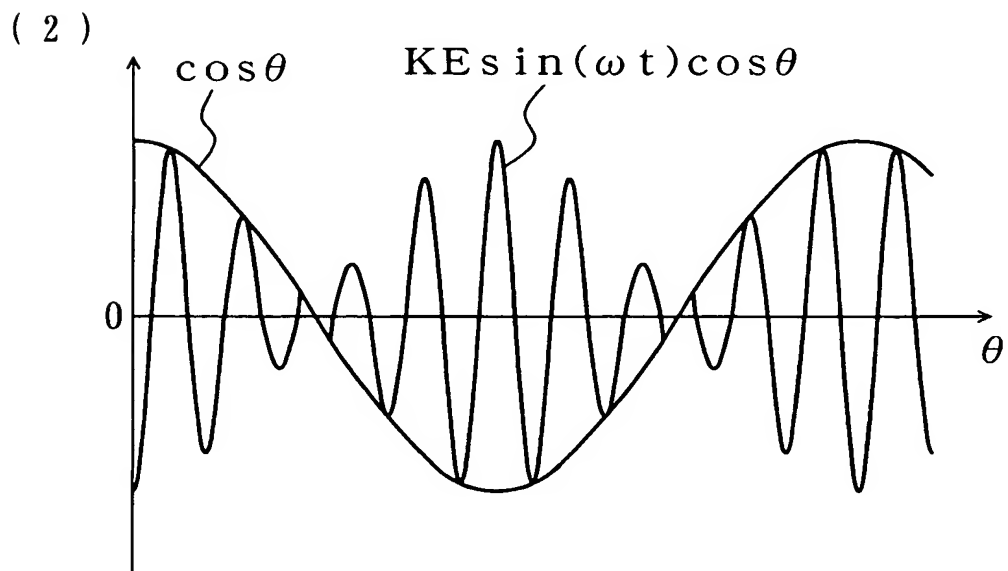
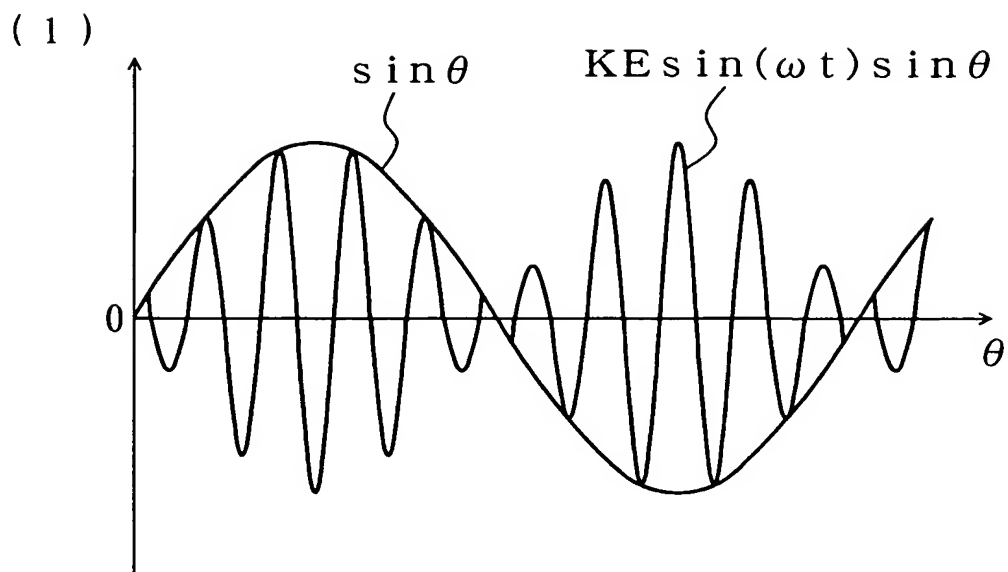
- 3 第1シャフト
- 4 第2シャフト
- 21 第1レゾルバ(第1検出器)
- 22 第2レゾルバ(第2検出器)
- 26 第1信号処理部
- 26a 第1抵抗
- 26b 第1コンデンサ
- 27 第2信号処理部
- 27a 第2抵抗
- 27b 第2コンデンサ
- 28、28' 出力信号処理部
- 28a 第1ロジック信号変換回路
- 28b 第2ロジック信号変換回路
- 28c、28c' PWM処理回路
- 28d 立ち上がり時点検出回路
- 28e 立ち下がり時点検出回路

【書類名】 図面

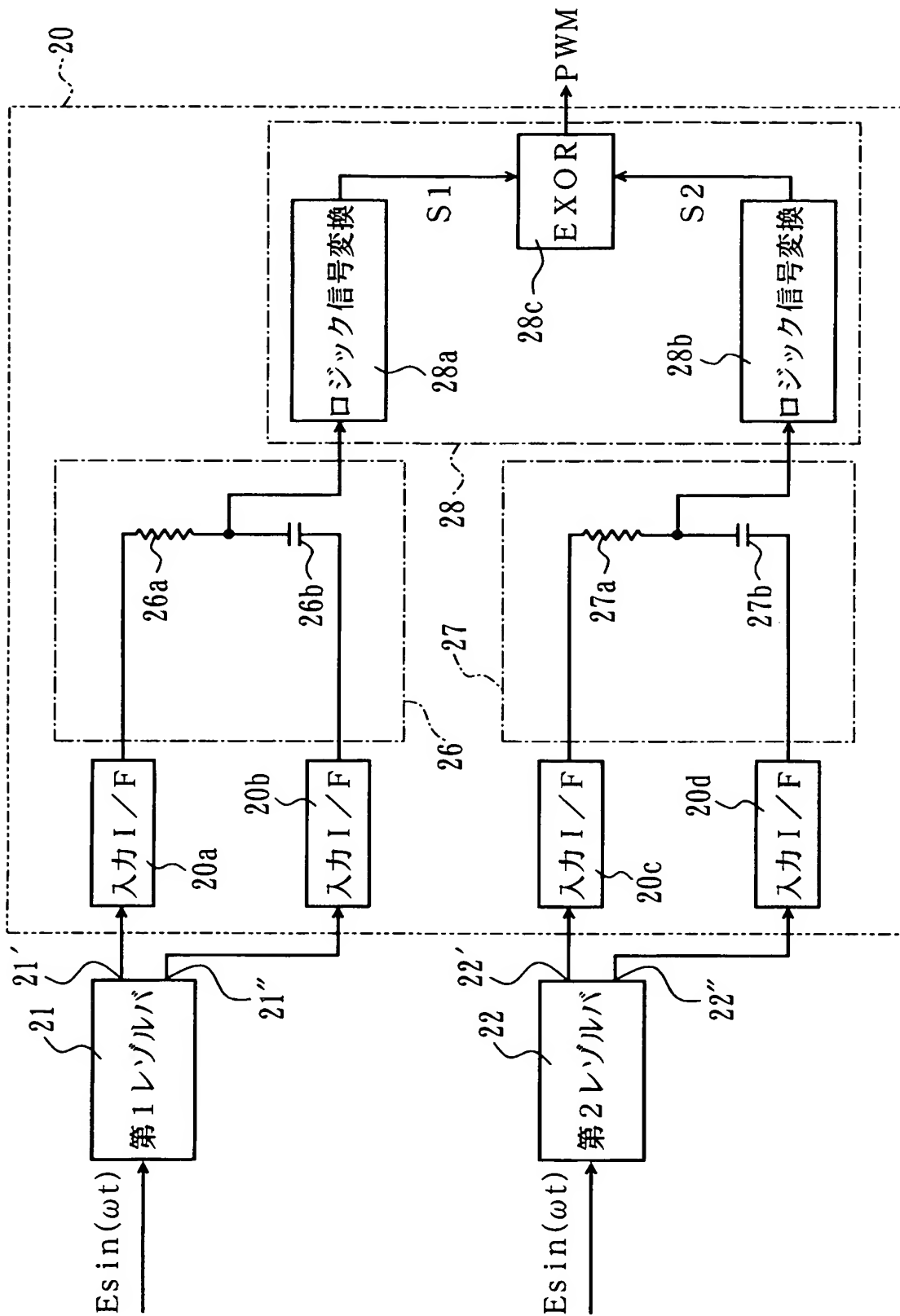
【図 1】



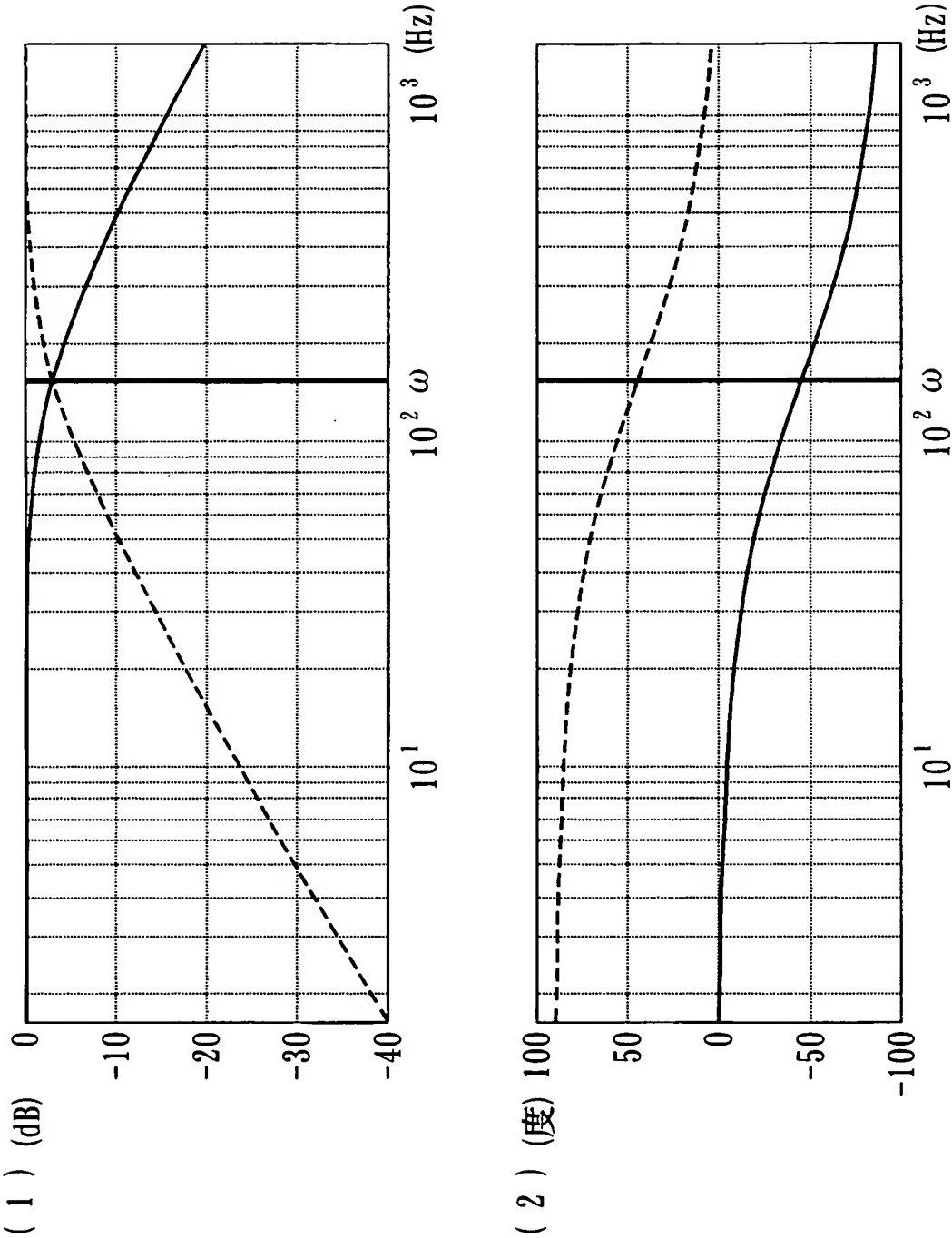
【図 2】



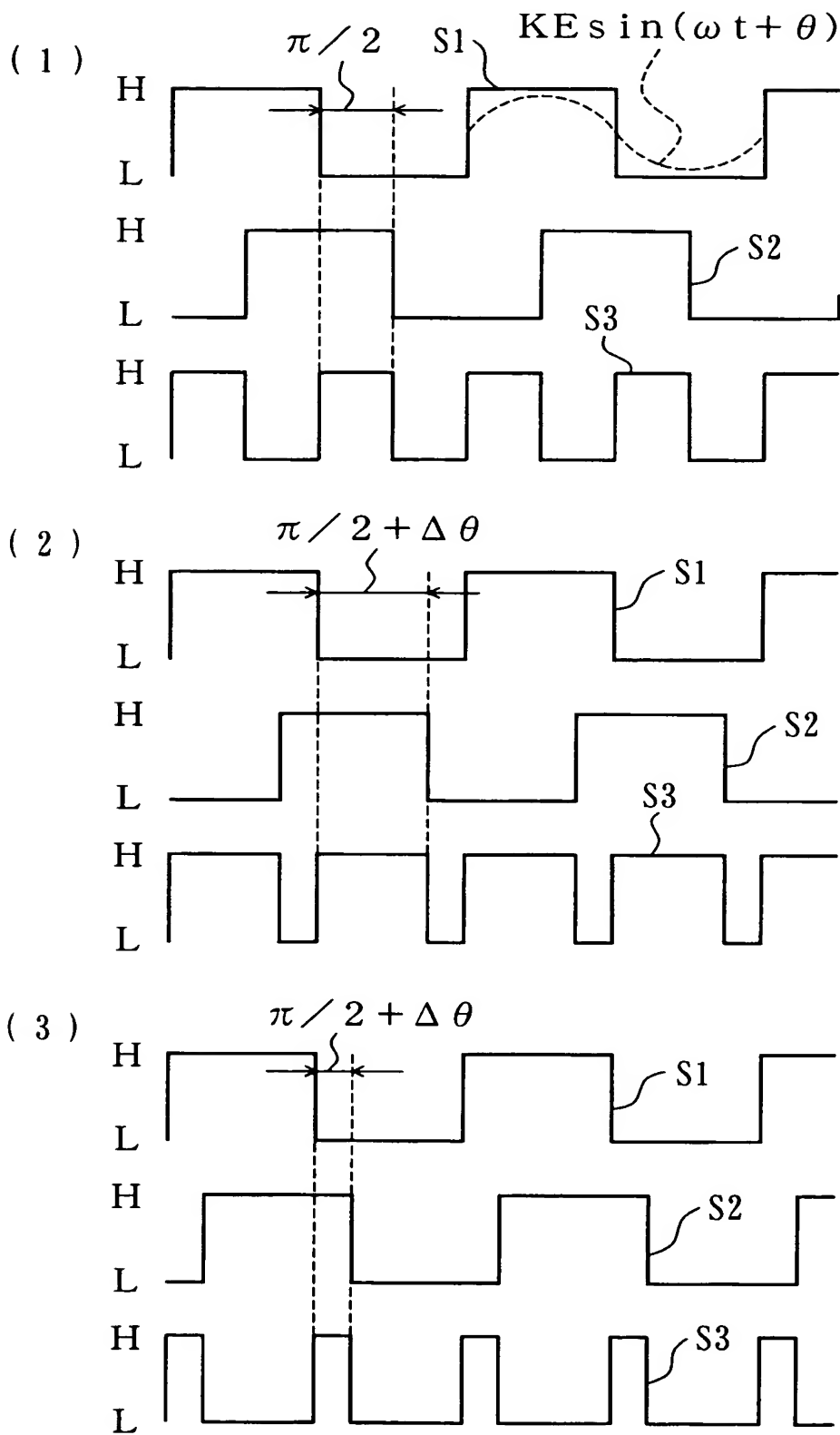
【図 3】



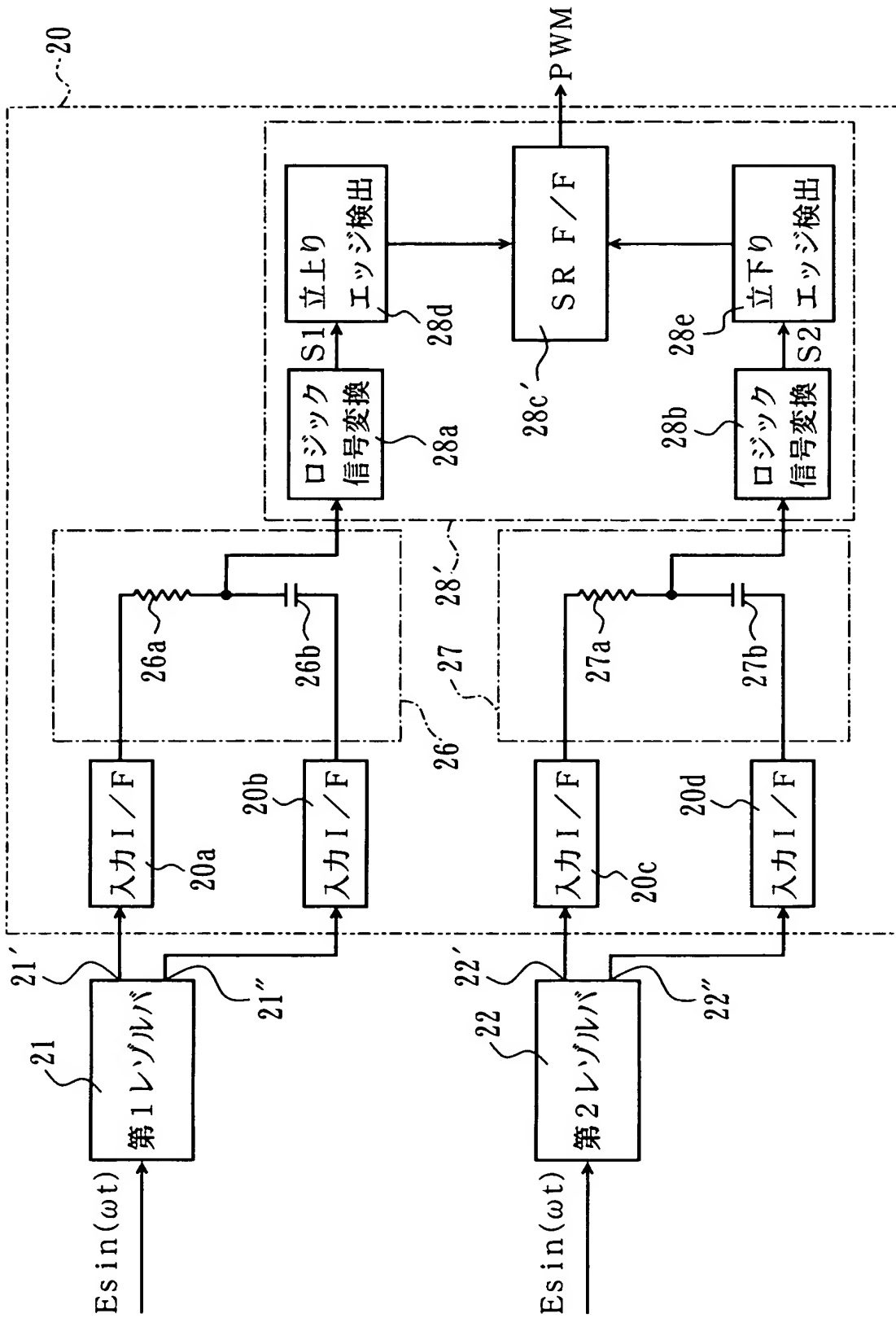
【図 4】



【図 5】



【図 6】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 分解能の高い高精度のトルクセンサを低コストで提供する。

【解決手段】 第1シャフトの回転角変化に対応した第1検出器21の出力信号を、ローパスフィルタおよびハイパスフィルタとして機能する抵抗26aとコンデンサ26bを介して、その回転角変化に対応して位相が変化する第1交番信号として出力する。第1シャフトに対して弾性的に相対回転可能な第2シャフトの回転角変化に対応した第2検出器22の出力信号を、ローパスフィルタおよびハイパスフィルタとして機能する抵抗27aとコンデンサ27bを介して、その回転角変化に対応して位相が変化する第2交番信号として出力する。第1交番信号と第2交番信号との間の位相差の変化に応じて波形が変化する位相差対応信号から、第1、第2シャフトによる伝達トルクに対応する値を求める。

【選択図】 図3

特願 2 0 0 3 - 0 9 9 1 9 3

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [0 0 0 0 0 1 2 4 7]

| | |
|----------|---------------------------|
| 1. 変更年月日 | 1 9 9 0 年 8 月 2 4 日 |
| [変更理由] | 新規登録 |
| 住 所 | 大阪府大阪市中央区南船場 3 丁目 5 番 8 号 |
| 氏 名 | 光洋精工株式会社 |